

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-123016

(43)Date of publication of application : 12.05.1995

(51)Int.Cl.

H04B 1/10

H04B 7/26

H04L 27/38

(21)Application number : 05-267367

(71)Applicant : NIPPON MOTOROLA LTD

(22)Date of filing : 26.10.1993

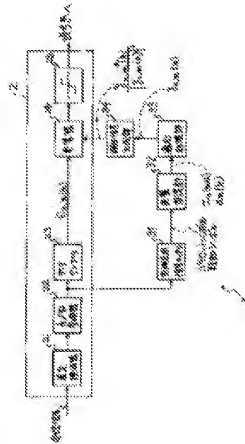
(72)Inventor : MIYATSU KAZUHIRO

(54) METHOD OF FREQUENCY ADAPTIVE FADING AND OFFSET CORRECTION AND TRANSMITTER-RECEIVER USING THE SAME

(57)Abstract:

PURPOSE: To reduce the arithmetic operation quantity of a digital signal arithmetic operation process DSP by simultaneously correcting fading distortion and offset frequency distortion.

CONSTITUTION: A transmission signal is subjected to Rayleigh fading distortion from a mobile path and subjected to offset frequency distortion inside a reception system. A correction section 3 for both distortion uses a distortion correction signal sampler 31 to samples a pilot symbol of a transmission frame and a known symbol from an output of an A/D converter 22 and gives the sampled symbols to a distortion measurement section 32. Each pilot distortion information $X_n(m+i)$ is received to each coefficient provision block of an adaptive processing section 33 in the measurement section 32 by a predetermined arithmetic operation, which calculates estimated distortion $Y_n,m(k)$ corresponding to each symbol. The estimated distortion is received by a correction signal generating section 34, in which a correction signal is calculated and the result is inputted to a multiplication input of a multiplier 24, in which distortion as to the symbol of each data slot is corrected. Not only fading distortion but also offset frequency distortion is corrected as above.



特開平7-123016

(43) 公開日 平成7年(1995)5月12日

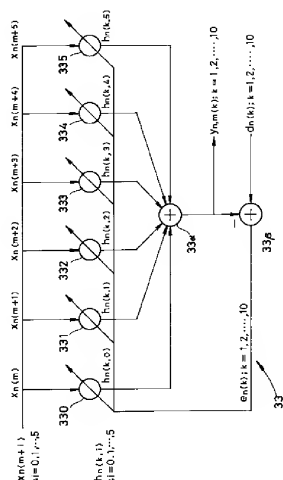
(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 1/10 7/26 H 0 4 L 27/38	M	9298-5K		
		9297-5K	H 0 4 B 7/ 26 H 0 4 L 27/ 00	C G
		9297-5K	審査請求 未請求 請求項の数 8	O L (全 36 頁)
(21) 出願番号	特願平5-267367		(71) 出願人	000230308
(22) 出願日	平成5年(1993)10月26日			日本モトローラ株式会社 東京都港区南麻布3丁目20番1号
			(72) 発明者	宮津 和弘 東京都港区南麻布3丁目20番1号日本モト ローラ株式会社内
			(74) 代理人	弁理士 藤村 元彦

(54) 【発明の名称】 フェージング及びオフセット周波数適応型補正方法及びこれを用いた送受信装置

(57) 【要約】

【目的】 歪補正DSP演算量の低減、環境変化への良好な対処、シンボルレートによる歪補正範囲の制限の解除。

【構成】 スロット列からなる複数のデータ区間と、これらの区間の間に挿入されるパイロット信号とを連ねフレーム毎に伝送されるデータ信号のn番フレームの伝送時、フレーム内の任意のデータ区間に既知信号を格納し、受信時、当該フレームでの処理範囲の設定位置をデータ区間分ずつ遷移させつつ、m番目処理範囲内のパイロット信号の歪量 $x_n(m+i)$ と、同範囲内の3番目データ区間位置に既知信号が存在する場合の既知信号の歪量 $d_n(k)$ とを測定し、m番目処理範囲内の3番目データ区間における推定歪量 $y_{n,n}(k)$ を算出しこれに基づく歪補正をする。この推定歪量は、両歪量とフィルタ係数値とにより算出され、該係数値は当該範囲内の3番目データ区間位置に既知信号が存在する場合に更新される。



1

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 所定タイムスロット数 k_{max} のタイムスロット列からなる複数のデータ区間と、これらデータ区間の間に挿入されるパイロット信号とを連ねてフレーム毎に伝送されるデータ信号のフェージング歪及びオフセット周波数歪の補正方法であって、

n 番フレームのデータ信号を送送するに際し、送信に当たり、前記フレーム内における所定番目のデータ区間に対応する第 1 所定時間軸位置に存在するタイムスロットに既知信号を格納して送信し、

受信に当たり、前記 n 番フレームにおける前記データ区間のうちの一連の所定数 i_{max} 個だけを包含する処理範囲の設定位置を 1 つの前記データ区間分ずつ遷移させつつ、 m (m は自然数) 番目の処理範囲における前記パイロット信号の送信信号値 $p(m+1)$ と受信信号値 $q(m+1)$ とによりパイロット信号における歪量 $x_n(m+i)$ を、

$$\text{【数 1】 } x_n(m+i) = p_n(m+i) q_n^*(m+i) / |p_n(m+i)|^2$$

($i = 0, 1, \dots, i_{max}$)

；但し、 i は処理範囲におけるパイロット信号の番号

* は複素共役を表す

として測定し、かつ前記 m 番目の処理範囲内における所定番目のデータ区間に対応する第 2 所定時間軸位置が前記第 1 所定時間軸位置に共通の時間軸上で一致した場合に前記既知信号における歪量 $d_n(k)$ を、

$$\text{【数 2】 } d_n(k) = s_n(k) r_n^*(k) / |s_n(k)|^2$$

($k = 1, 2, \dots, k_{max}$)

；但し、 k はデータ区間における既知信号の番号

* は複素共役を表す

として測定するとともに、

前記 m 番目の処理範囲の前記第 2 所定時間軸位置にあるデータ区間の各スロットにおける推定歪量 $y_{n,m}(k)$ を、

$$\text{【数 3】 } y_{n,m}(k) = \sum_{i=0}^{i_{max}} x_n(m+i) \cdot h_n(k, i)$$

とする一方で、前記第 1 所定時間軸位置と前記第 2 所定時間軸位置とが共通の時間軸上で一致した場合に

$$\text{【数 4】 } h_{n+1}(k, i) = h_n(k, i) + \mu e_n(k) \cdot x_n^*(m+i)$$

；但し、 μ はステップサイズ定数、 $1 > \mu > 0$

$$\text{【数 5】 } e_n(k) = d_n(k) - y_{n,m}(k)$$

を算出することによって求め、得られた推定歪量 $y_{n,m}(k)$ によって前記 m 番目の処理範囲の第 2 所定時間軸位置のデータ区間の各タイムスロットに格納されているデータ $D_{n,m}(k)$ について歪補正をなすことを特徴とするフェージング歪及びオフセット周波数歪の補正方法。

【請求項 2】 前記第 1 所定時間軸位置は、1 フレームの中央位置または中央位置近傍であることを特徴とする請求項 1 記載のフェージング歪及びオフセット周波数歪の補正方法。

【請求項 3】 前記第 2 所定時間軸位置は、1 の処理範囲

2

間の中央位置または中央位置近傍であることを特徴とする請求項 1 または 2 記載のフェージング歪及びオフセット周波数歪の補正方法。

【請求項 4】 前記 i_{max} は 5、前記 k_{max} は 10 であることを特徴とする請求項 1 記載のフェージング歪及びオフセット周波数歪の補正方法。

【請求項 5】 前記パイロット信号及び既知信号は、通話チャネルと制御チャネルの双方のデータ信号に有することを特徴とする請求項 1、2、3 または 4 記載のフェージング歪及びオフセット周波数歪の補正方法。

【請求項 6】 前記推定歪量 $y_{n,m}(k)$ によって、 $y_{n,m}(k) / |y_{n,m}(k)|^2$ を算出し、その算出結果により歪補正信号を生成することを特徴とする請求項 1、2、3、4 または 5 記載のフェージング歪及びオフセット周波数歪の補正方法。

【請求項 7】 所定タイムスロット数 k_{max} のタイムスロット列からなる複数のデータ区間と、これらデータ区間の間に挿入されるパイロット信号とを連ねてフレーム毎に形成されるデータ信号を送信する送信装置であって、

前記フレーム内における所定番目のデータ区間のタイムスロットに歪補正用の既知信号を格納して送信することを特徴とする送信装置。

【請求項 8】 請求項 7 記載の送信装置による送信信号を受信する受信装置であって、

前記 n 番フレームにおける前記データ区間のうちの一連の所定数 i_{max} 個だけを包含する処理範囲の設定位置を 1 つの前記データ区間分ずつ遷移させつつ、 m (m は自然数) 番目の処理範囲における前記パイロット信号の送信信号値 $p(m+1)$ と受信信号値 $q(m+1)$ とによりパイロット信号における歪量 $x_n(m+i)$ を、

$$\text{【数 6】 } x_n(m+i) = p_n(m+i) q_n^*(m+i) / |p_n(m+i)|^2$$

($i = 0, 1, \dots, i_{max}$)

；但し、 i は処理範囲におけるパイロット信号の番号

* は複素共役を表す

として測定し、かつ前記 m 番目の処理範囲内における所定番目のデータ区間に対応する第 2 所定時間軸位置が前記第 1 所定時間軸位置に共通の時間軸上で一致した場合に前記既知信号における歪量 $d_n(k)$ を、

$$\text{【数 7】 } d_n(k) = s_n(k) r_n^*(k) / |s_n(k)|^2$$

($k = 1, 2, \dots, k_{max}$)

；但し、 k はデータ区間における既知信号の番号

* は複素共役を表す

として測定するとともに、前記 m 番目の処理範囲の前記第 2 所定時間軸位置にあるデータ区間の各スロットにおける推定歪量 $y_{n,m}(k)$ を、

$$\text{【数 8】 } y_{n,m}(k) = \sum_{i=0}^{i_{max}} x_n(m+i) \cdot h_n(k, i)$$

3

とする一方で、前記第1所定時間軸位置と前記第2所定時間軸位置とが共通の時間軸上で一致した場合に

【数9】 $h_{n+1}(k, i) = h_n(k, i) + \mu \cdot e_n(k) \cdot x_n^*(m+i)$; 但し、 μ はステップサイズ定数、 $1 > \mu > 0$

【数10】 $e_n(k) = d_n(k) - y_{n,m}(k)$

を算出することによって求め、得られた推定歪量 $y_{n,m}(k)$ によって前記 m 番目の処理範囲の第2所定時間軸位置のデータ区間の各タイムスロットに格納されているデータ $D_{n,m}(k)$ について歪補正をなすことを特徴とする受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、ディジタルMCA (Multi-Channel-Access) 方式等の線形変調方式を使用するシステムを含む移動体無線機全般におけるフェージング歪や、オフセット周波数歪を補正する補正方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来の技術ではフェージング歪とオフセット周波数歪は別々に補正を行っている。フェージング歪補正には、パイロット信号を用いたパイロットインターポレーション技術を用いて最大ドップラー周波数がある値に仮定し、それ以下の値のフェージング環境も包括するような処理が用いられている。

【0003】 また、オフセット周波数歪補正には瞬時位相変移検出型の方式が採られる。この方式では送信信号のシンボルレートによりオフセット周波数歪補正できる範囲が制限されてしまう欠点がある。さらにこれら方式の歪補正を並行して行くと、歪補正用DSP (Digital Signal Processor) の演算量が多くなりやすい。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】 本発明は、上述した点に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、歪補正用DSPの演算量を低減し、伝送環境の変化に良好に対処しかつ送信シンボルレートによるオフセット周波数歪補正範囲の制限を解除し得る方法を提供することにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】 本発明によるフェージング歪及びオフセット周波数歪補正方法は、所定タイムスロット数 k_{max} のタイムスロット列からなる複数のデータ区間と、これらデータ区間の間に挿入されるパイロット信号とを連ねてフレーム毎に伝送されるデータ信号のフェージング歪及びオフセット周波数歪の補正方法であって、 n 番フレームのデータ信号を伝送するに際し、送信に当たり、前記フレーム内における所定番目のデータ区間に対応する第1所定時間軸位置に存在するタイムスロットに既知信号を格納して送信し、受信に当たり、前記 n 番フレームにおける前記データ区間のうちの一連の所定数 i_{max} 個だけを包含する処理範囲の設定位置を1

4

つの前記データ区間分ずつ遷移させつつ、 m (m は自然数) 番目の処理範囲における前記パイロット信号の送信信号値 $p(m+i)$ と受信信号値 $q(m+i)$ によりパイロット信号における歪量 $x_n(m+i)$ を、

【0006】

【数11】

$$x_n(m+i) = p_n(m+i) q_n^*(m+i) / |p_n(m+i)|^2$$

($i = 0, 1, \dots, i_{max}$)

; 但し、 i は処理範囲におけるパイロット信号の番号

10 * は複素共役を表す

として測定し、かつ前記 m 番目の処理範囲内における所定番目のデータ区間に対応する第2所定時間軸位置が前記第1所定時間軸位置に共通の時間軸上で一致した場合に前記既知信号における歪量 $d_n(k)$ を、

【0007】

$$【数12】 d_n(k) = s_n(k) r_n^*(k) / |s_n(k)|^2$$

($k = 1, 2, \dots, k_{max}$)

; 但し、 k はデータ区間における既知信号の番号

* は複素共役を表す

20 として測定するとともに、前記 m 番目の処理範囲の前記第2所定時間軸位置にあるデータ区間の各スロットにおける推定歪量 $y_{n,m}(k)$ を、

【0008】

【数13】

$$y_{n,m}(k) = \sum_{i=0}^{i_{max}} x_n(m+i) \cdot h_n(k, i)$$

【0009】 とする一方で、前記第1所定時間軸位置と前記第2所定時間軸位置とが共通の時間軸上で一致した場合に

30 【0010】

$$【数14】 h_{n+1}(k, i) = h_n(k, i) + \mu \cdot e_n(k) \cdot x_n^*(m+i)$$

; 但し、 μ はステップサイズ定数、 $1 > \mu > 0$

【0011】

$$【数15】 e_n(k) = d_n(k) - y_{n,m}(k)$$

を算出することによって求め、得られた推定歪量 $y_{n,m}(k)$ によって前記 m 番目の処理範囲の第2所定時間軸位置のデータ区間の各タイムスロットに格納されているデータ $D_{n,m}(k)$ について歪補正をなすことを特徴として

40 【0012】

【作用】 本発明によるフェージング歪及びオフセット周波数歪補正方法によれば、フェージング歪とオフセット周波数歪が同時に補正される。また、当該両歪補正が逐次的適応的に行われる。また、シンボルレートに拘らずパイロット信号及び既知信号の双方による歪補正がなされる。さらに、フェージング環境に対応した歪補正がなされる。

【0013】

【実施例】以下、本発明を図面を参照しつつ詳細に説明する。先づ図1に本発明方法の全体像たる信号伝送系の概要図を示す。図において、送信系は、例えば16QAM (16-level Quadrature Amplitude Modulation) 変調部を有し、当該変調方式に準じた変調信号を移動性経路を通じて受信系へ送信する。かかる移動性経路においては、送信された信号が、レーリフェージング歪を受け、受信系内部においてオフセット周波数歪を受けることとなる。この移動性経路を経た送信信号は、受信系において受信されると16QAM復調部2へ供給される。16QAM復調部2は、入力信号に対して16QAM方式に準じた復調をなすものであり、さらに本例においては上記双方の歪による信号の劣化を以下の記述によって明らかにされる如き歪補正部3によって補正する。

【0014】次に図2に本発明方法の一例を表すベースバンドデータ信号の伝送フォーマットを示す。図において、(A)に示す如く、かかる伝送データ信号は、1フレームを単位として例えば基地局から移動局または、及び移動局から基地局への送受信が連続的または断続的になされる。

【0015】かかる1フレームのデータ信号は、連続するシンボル列すなわちタイムスロット毎に任意のシンボルが順に配列されて形成されるものであり、いわゆるデジタル線形変調方式の場合のように、フェージング及びオフセット周波数歪を検出するためのパイロットシンボル (信号) は、所定の間隔毎に挿入される。例えば18個のパイロットシンボルが1フレーム内に10タイムスロットおきに挿入される。このフレームをn番目 (nは自然数) とすると、次のフレームたるn+1番目のフレームにも同様のパイロットシンボルが挿入される。

【0016】また、1フレーム内における隣合う所定のパイロットシンボルの間の各タイムスロットには、同図※

$$x_n(m+i) = p_n(m+i) q_n^*(m+i) / |p_n(m+i)|^2 \quad \dots (1)$$

(i = 0, 1, ..., i_{max})

※ i は処理範囲におけるパイロットシンボル番号

i_{max} は同範囲における最大パイロットシンボル番号、この場合 i_{max} = 5* は複素共役を表す

となる。こうして測定されるパイロット信号の歪量、後述の適応処理の入力信号として用いられる。

【0020】さらに同図 (C) のように、同じく n 番フレーム中 m 番目の処理範囲における所定データ区間としての 3 番目のデータ区間に既知シンボルが存在する場合※

$$d_n(k) = s_n(k) r_n^*(k) / |s_n(k)|^2 \quad \dots (2)$$

(k = 1, 2, ..., k_{max})

※ k はデータ区間における既知シンボル番号

k_{max} は同区間における最大既知シンボル番号、この場合 k_{max} = 10* は複素共役を表す

となる。こうして測定される既知信号の歪量、後述の適応処理の所望信号 (目標値) として用いられる。なお、両パイロットシンボル p_n(m+i) 及び q_n(m+i)、並

※中斜線で示される如く、パイロットシンボル同様フェージング及びオフセット周波数歪を検出するための既知信号 (シンボル) がそれぞれ格納される。かかる既知シンボルは、送信系及び受信系相互に予め分かっているデータであり、そのフレーム内における格納位置 (第1所定時間軸位置) は、当該フレームのどこのパイロットシンボル間に位置しても良く、同図で、例えば18個のデータ区間 (隣合うパイロットシンボルで区切られたシンボル列、以下同様に称する) を1フレームとするデータ信号においては、9番目もしくは10番目のデータ区間に格納される。送信系は、こうしたデータフォーマットにて送信する。

【0017】受信系は、データ区間を所定数だけ連ねて包含する範囲 (以下、処理範囲と称する) を画定しておき、この画定した処理範囲の当該データ信号列に対する位置の設定を受信シンボルの取り込みに応じて1タイムスロットずつ順次ずらしていき、かつ当該範囲毎に後述する歪量の実測値及び推定値の算出を行う。図2の如き n 番フレームについての例では、処理範囲 a を5つのデータ区間とし (破線枠で示される)、当該範囲が順次移行する。

【0018】図2 (B) は、m 番目 (m は自然数、受信データにおける所定基準時間軸位置から数えた数) の処理範囲 a のシンボル列の詳細を示すものである。いま、n 番フレーム中の m 番処理範囲の設定時において、p_n(m+i) を送信パイロットシンボルにおける信号値とし、q_n(m+i) を受信パイロットシンボルにおける信号値とすると、フェージング及びオフセット周波数歪による当該パイロットシンボルにおける歪量は、

【0019】

【数16】

※に、すなわち処理範囲の中央のデータ区間位置に既知シンボルが格納されたデータ区間が移動してきた場合に、s(k) を送信既知シンボルにおける信号値とし、r(k) を受信既知シンボルにおける信号値とすると、フェージング及びオフセット周波数歪による当該既知シンボルにおける歪量は、

【0021】

【数17】

びに両既知シンボル s_n(k) 及び r_n(k) の各信号値は複素数 (ゲイン) である。

【0022】上述のようにして測定される歪情報 [x_n(m+i); d_n(k)] を利用して LMS (Least Mean Square) アルゴリズムを用いた適応処理を行う。図3は、かかる適応処理の機能ブロックを示す図であり、図4とと

もに参照される。図4は、図1における受信系の構成をさらに詳しく示したものであり、復調部2は、受信信号を直交検波してベースバンド信号を出力する直交検波器21と、この検波出力をアナログ／ディジタル変換するA／D変換器22と、そのディジタル変換出力中のデータシンボルにつきサンプリング抽出するデータサンブラ23とからなり、得られたデータシンボル $D_{n,m}(k)$ （後述する）は、歪補正用乗算器24の被乗算入力とされる。乗算器24の乗算出力はスレッシュールド判定回路25を経て復号系へ転送される。

【0023】フェージング及びオフセット周波数歪補正部3においては、歪補正用信号サンブラ31によって、A／D変換器22の出力から、パイロットシンボル及び既知シンボルがサンプリング抽出され、歪量測定部32※

$$y_{n,n}(k) = \sum_{i=0}^{i=MAX} x_n(m+i) \cdot h_n(k,i) \quad \cdots (3)$$

【0025】として算出する。これと同時に、上記式(2)に基づいて算出されたパイロット歪情報 $d_n(k)$ が減算ブロック33βに入力され、その減算出力が、対応する誤差信号 $e_n(k)$ として上記フィルタ係数の値を変化せしめる制御入力となる。これにより、処理範囲の順次※

$$h_{n+1}(k,i) = h_n(k,i) + \mu \cdot e_n(k) \cdot x_n^*(m+i) \quad \cdots (4)$$

(μ はステップサイズ定数、 $1 > \mu > 0$)

【0027】 ★

$$e_n(k) = d_n(k) - y_{n,n}(k) \quad \cdots (5)$$

として個々のフィルタ係数が更新される。更新されたフィルタ係数の値は、係数付与ブロックにおいて次の更新まで保持され、(1)式の推定歪量の算出も、かかる保持係数に従うこととなる。

$$y_{n,n}^*(k) / |y_{n,n}(k)|^2 \quad \cdots (6)$$

を算出して補正信号を得、これを乗算器24の乗算入力とする。乗算器24においては、(3)式もしくは

(6)式に対応して入力されるデータ信号 $D_{n,m}(k)$ 、すなわち、m番目の処理範囲における第2所定時間軸位置のデータ区間の各データスロットのシンボルについての歪補正がなされることとなる。

【0030】以上のように、いわゆる伝送路歪推定方式はパイロット信号を参照して行うが、本方法はフェージング歪のみではなく、オフセット周波数歪も含まれた一括補正を行うのである。続いて、かかる本方法が移動無線通信システムにおいてどのように適用されるかの概念図を図5に示す。

【0031】本方法は無線システムの使用環境に応じた適応処理を行うので逐次フィルタ係数を更新する必要がある。更新に際して収束の問題に関わるが、これは通話チャネルの他に制御チャネルも利用することが考えられる。通話チャネルは実際にユーザが通話するときに使用するチャネルである。制御チャネルは、多数のユーザで利用するシステム(MCA、JSMR、cellular system)

※に渡される。かかる測定部32において上記の式(1)に基づく演算が実行され、これにより測定されたパイロット歪情報 $x_n(m+i)$ が、個別に、適応処理部33における6つの係数付与ブロック330～335の各々に入力される。これら係数付与ブロックは、当該各歪情報に対応してそのフィルタ係数 $h_n(k,i)$ を変更可とする可変利得器等と等価な機能を有し、加算ブロック33αと協働して、n番フレーム中m番目処理範囲において所定時間軸位置(第2所定時間軸位置)に存在する上記所定データ区間(中央斜線のデータ区間)の各シンボル対応の推定歪量を

【0024】

【数18】

※移行に伴って上記第1所定時間軸位置と第2所定時間軸位置とが一致したときに、

20 【0026】

【数19】

★【数20】

☆【0028】このようにして求められた推定歪量 $y_{n,n}(k)$ は、補正信号生成部34に入力され、

【0029】

【数21】

m等)で通話者の管理を行うためのチャネルであり、逐次ユーザは実際に通話を行わないときにも基地局との間で交信をしている。図3に示すように、通話チャネルと制御チャネルの両方に既知信号とパイロット信号を埋め込み、上記の適応処理を各基地局と移動局の交信に対してフィルタ係数の更新を行う。

【0032】本方法を採用することで、基地局／移動局伝送チャネル環境に最適化された補正が可能になり、BER(Bit Error Ratio)等システム品質の向上となる。また、フェージングとオフセット周波数歪補正が同時に行われるため、かかる補正処理を実行するDSPの演算負荷が低減される。さらに、オフセット周波数補正範囲の制限も撤廃されるので、システム設計が柔軟に行える。

【0033】なお、上記実施例においては、1フレームにおけるデータ区間の数を18とし、既知シンボルの格納位置(第1所定時間軸位置)をその9番目のデータ区間にし、またデータ区間のスロット数を10としたが、本発明は、これらの数のどれにも限定されるものではない。

い。また、処理範囲における既知シンボル歪の測定位置（第2所定時間軸位置）をその3番目のデータ区間としたが、これも限定されるものではない。さらに処理範囲の大きさも、データ区間が5つ分である上記実施例に拘らず、任意に画定することができる。さらに注記すれば、本発明は、移動体無線通信システムに限定されないことは勿論である。本発明は、上述の全ての記述に基づく原理に逸脱しない限り、必要に応じて適宜態様を変更することができるものである。

【0034】

【発明の効果】以上詳述したように、本発明のフェージング及びオフセット周波数歪適応型歪補正方法、またはこれに基づいて構成される送受信装置によれば、

1) フェージング歪とオフセット周波数歪を同時に補正するため、従来の補正方式に比べてDSPに関わる演算量を低減できる。

【0035】2) 無線チャネル環境の変化に伴い、フェージングとオフセット周波数歪を逐次的適応的に行うため、環境の変化に対して柔軟に対応できるのでBERの向上につながる。3) 従来の瞬時位相変移検出型の方式ではオフセット周波数の補正できる範囲には送信信号のシンボルレートからくる制限があるが、本方法では全く別のメカニズムを用いて補正を行うため超広範囲な補正が可能となる。

【0036】4) 従来、周波数選択性フェージング対策として判定帰還型等化器等を用いているが、本方法はフェージング環境に対応した補正方式を提供するため、改善された周波数選択性フェージング対策を提供する。

といった顕著な効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明方法の全体像たる信号伝送系の概要図。

【図2】本発明方法の一形態例たるベースバンドデータ信号の伝送フォーマットを示す図。

【図3】図2の伝送フォーマットに基づく適応処理の機能ブロックを示す図。

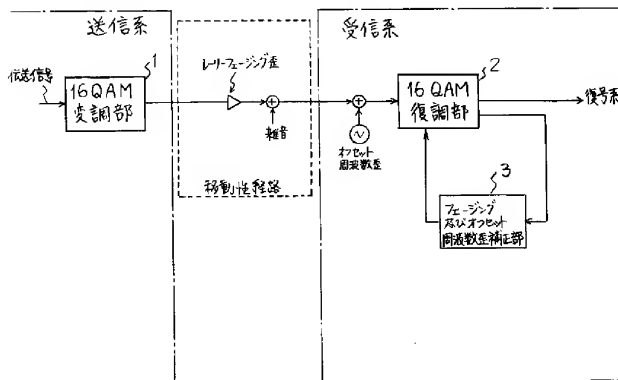
【図4】図1における受信系の構成をさらに詳しく示したブロック図。

10 【図5】本発明方法の移動無線通信システムにおける適用形態の一例としての概念図。

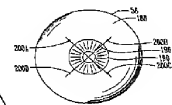
【符号の説明】

- 1 16 QAM変調部
- 2 16 QAM復調部
- 3 フェージング及びオフセット周波数歪補正部
- 30 係数付与ブロック
- 31 加算ブロック
- 32 減算ブロック
- 21 直交検波器
- 22 A/D変換器
- 23 データサンブラ
- 24 乗算器
- 25 スレッシュホールド判定回路
- 31 歪補正用信号サンブラ
- 32 歪量測定部
- 33 適応処理部
- 34 補正信号生成部

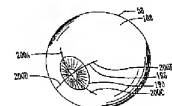
【図1】



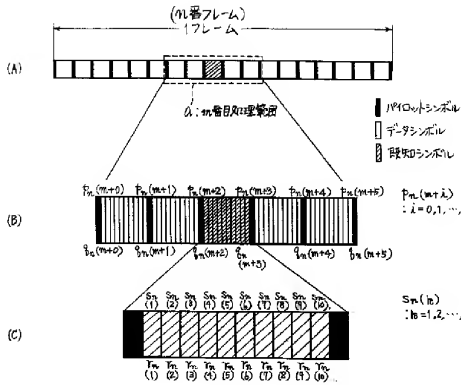
【図13】



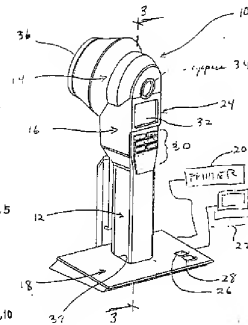
【図14】



【図2】

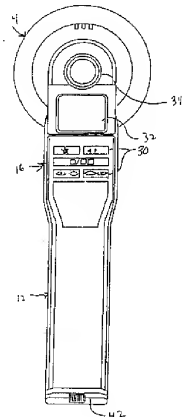
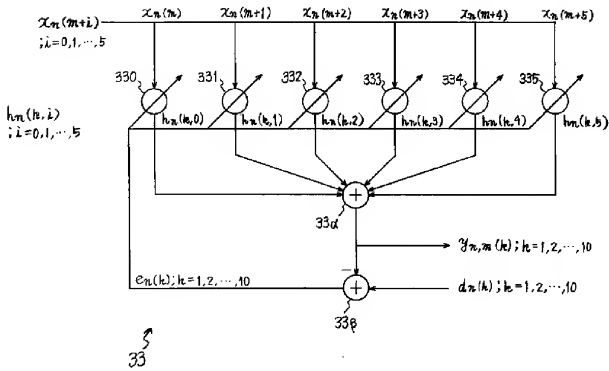


【図1】

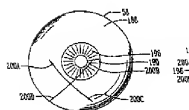


【図5】

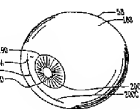
【図3】



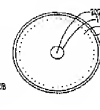
【図15】



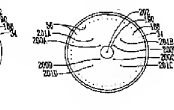
【図16】



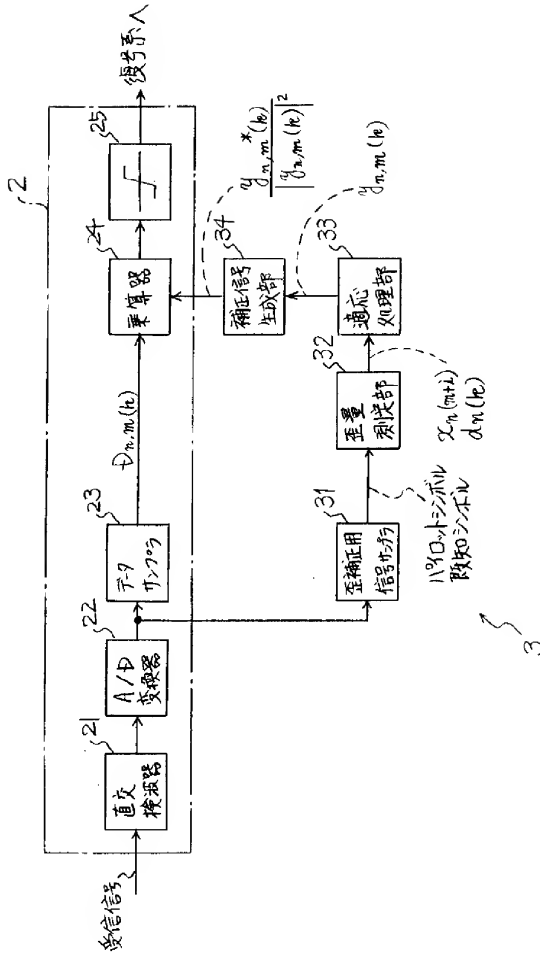
【図17】



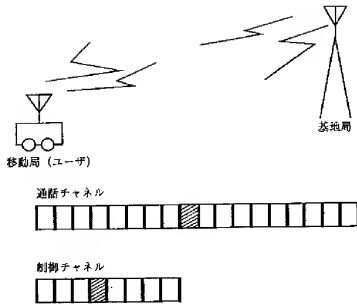
【図18】



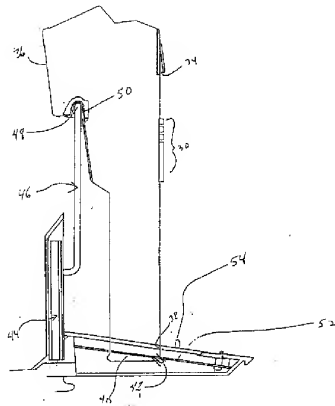
【図4】



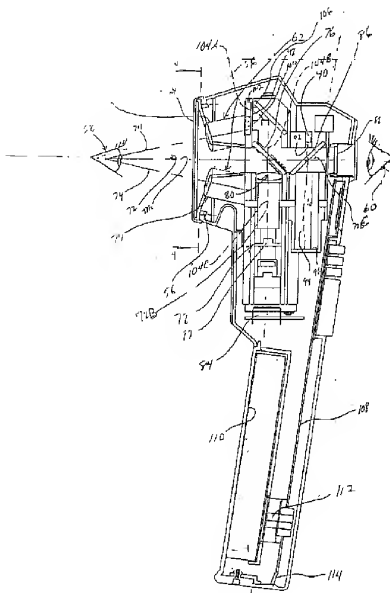
【図5】



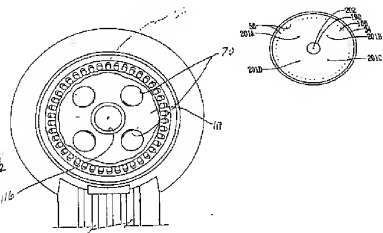
【図2】



【図3】

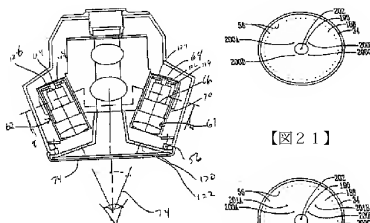


【図4】



【図19】

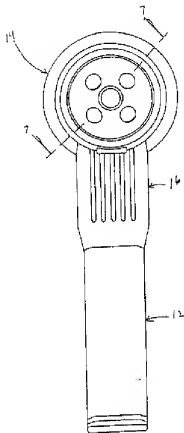
【図7】



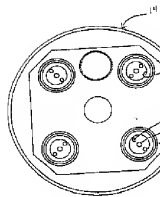
【図20】

【図21】

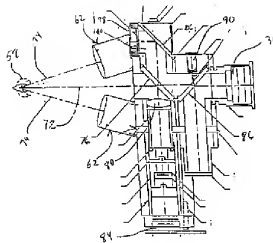
【図6】



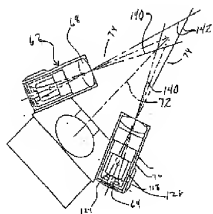
【図8】



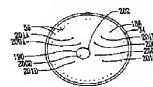
【図9】



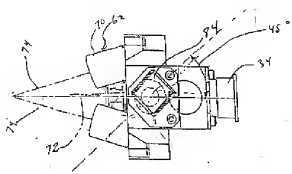
【図11】



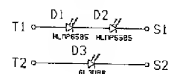
【図22】



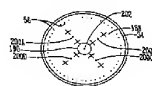
【図10】



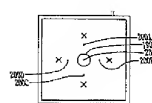
【図43】



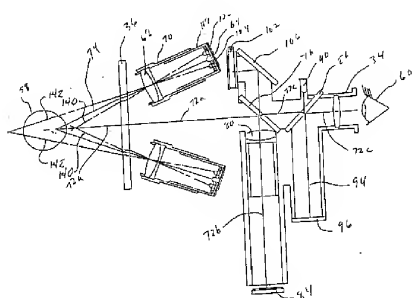
【図23】



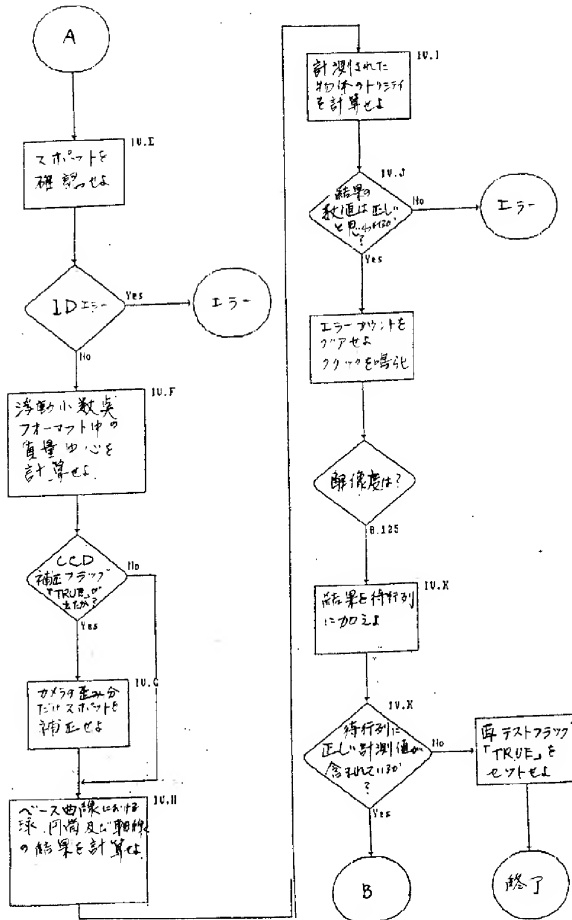
【図24】



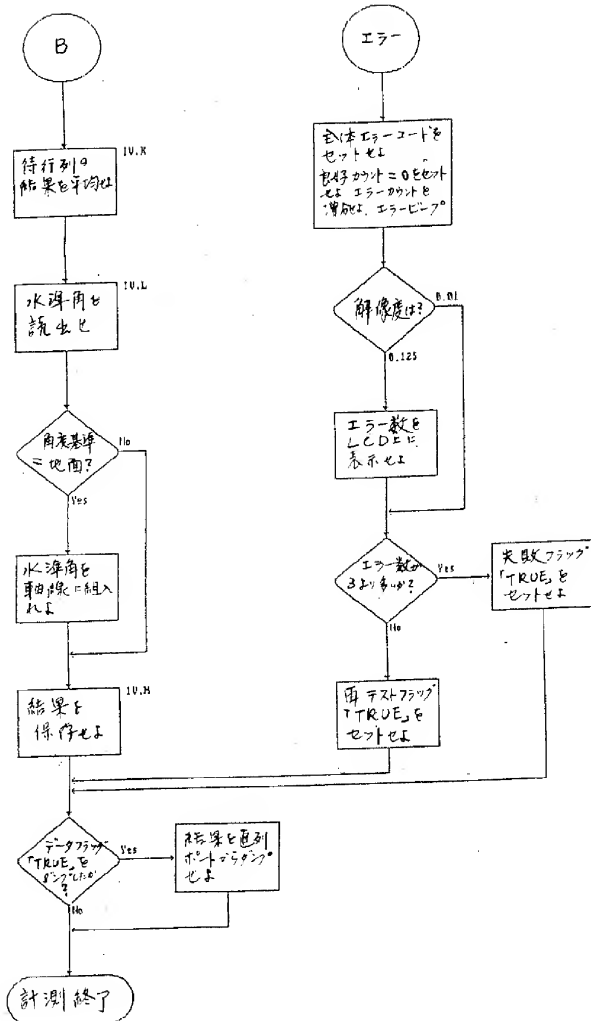
【図12】



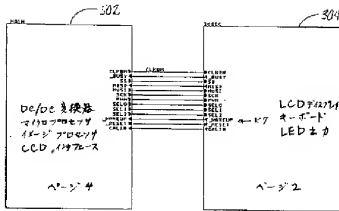
【図26】



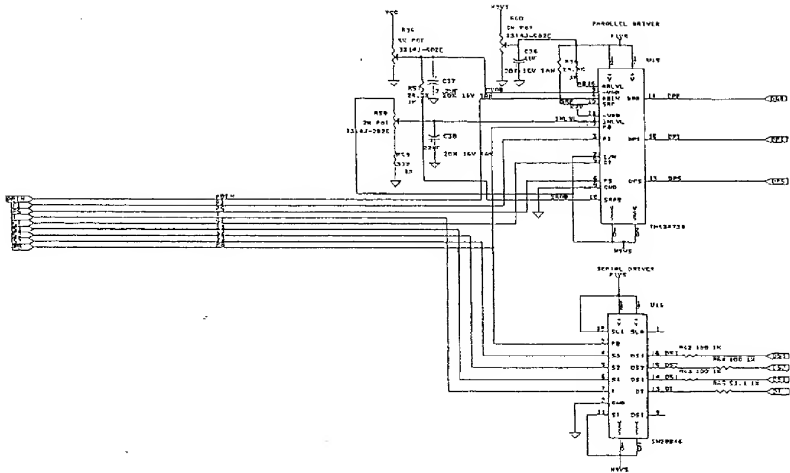
【図27】



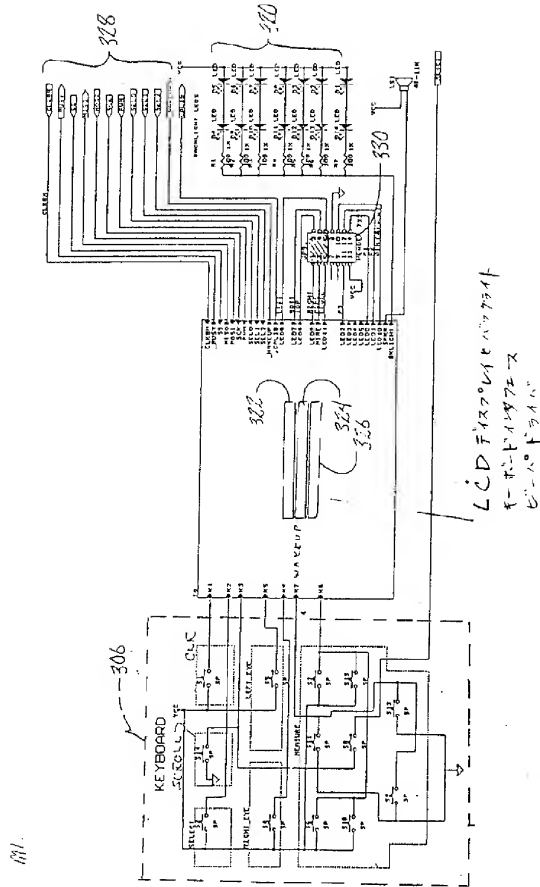
【図28】



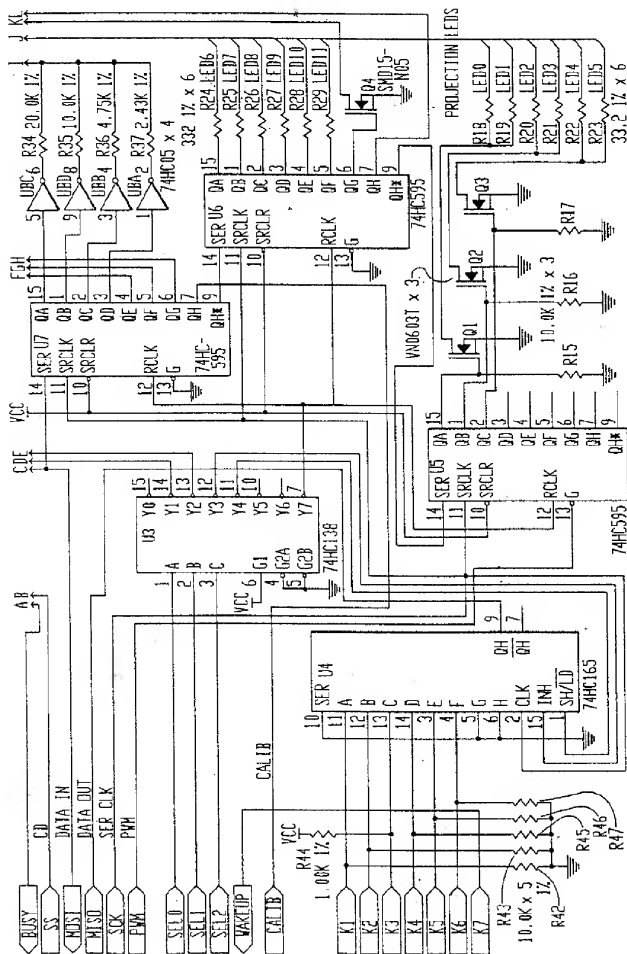
【図34】



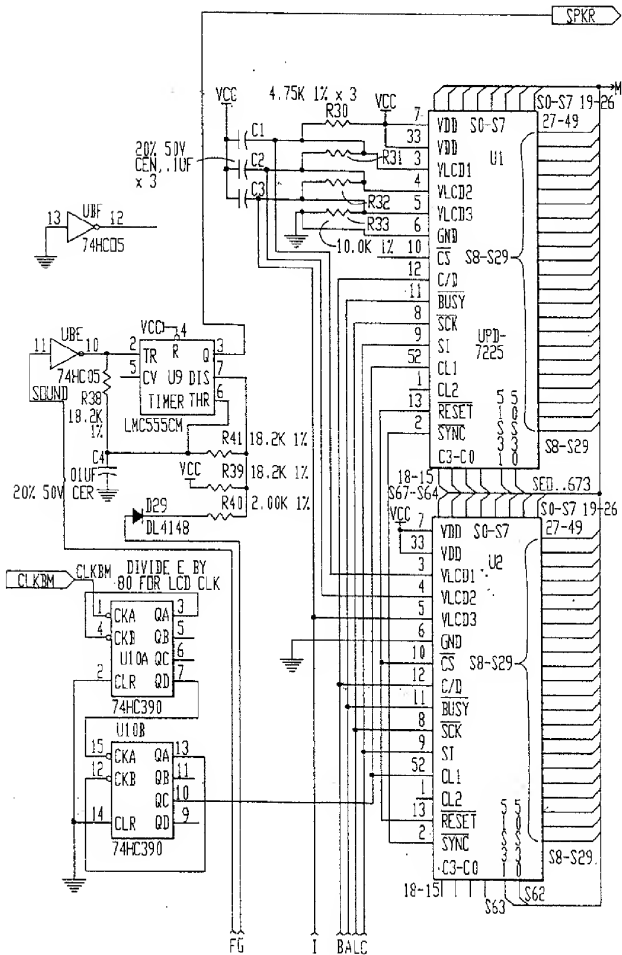
【図29】



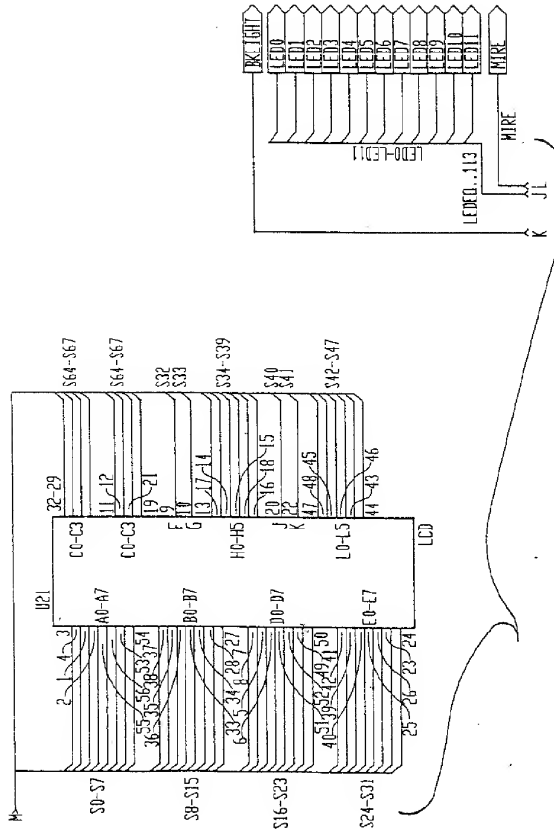
【図30】



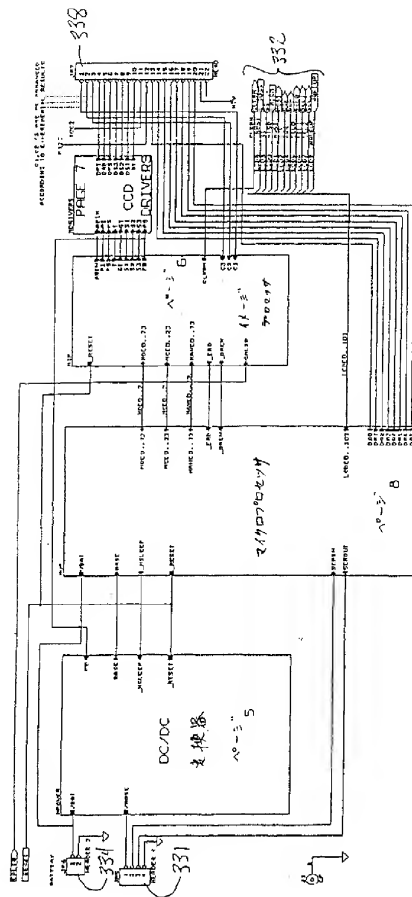
【图 3-1】



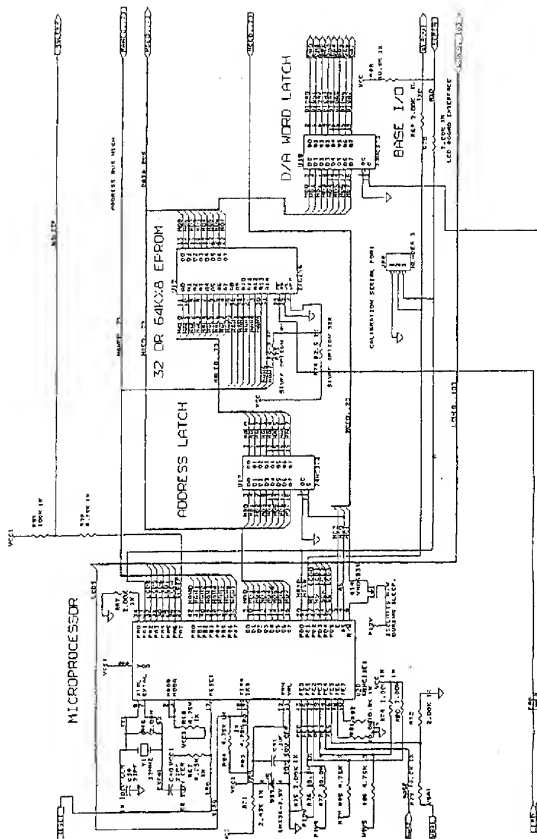
【図32】



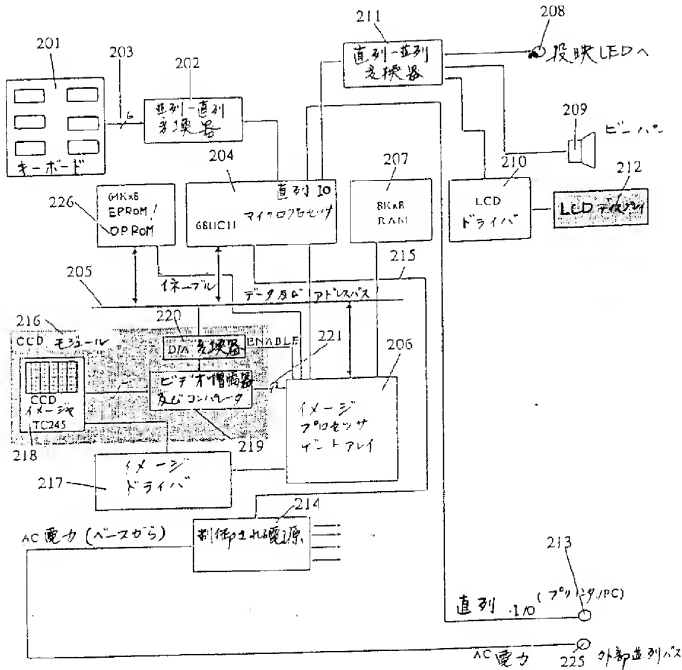
【図33】



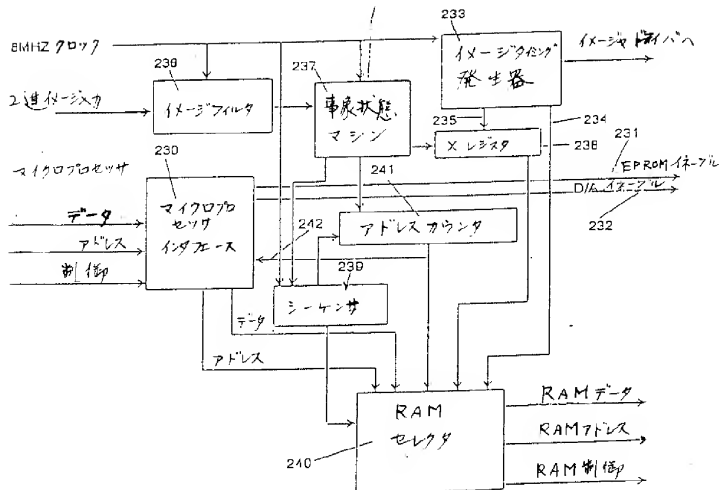
【図36】



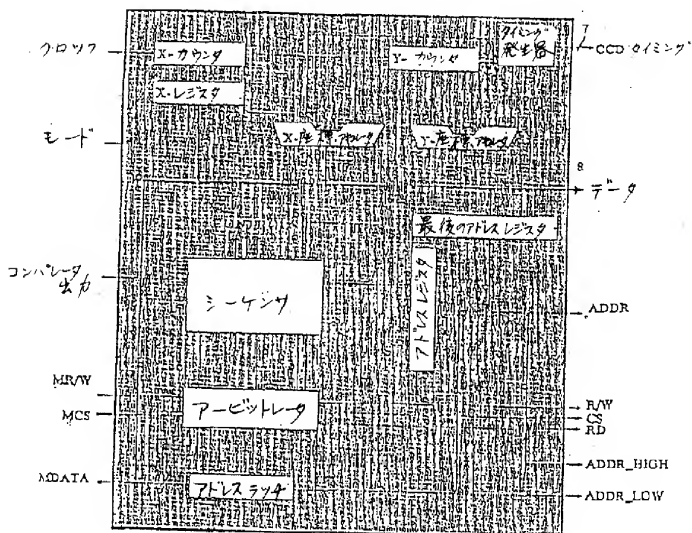
【図38】



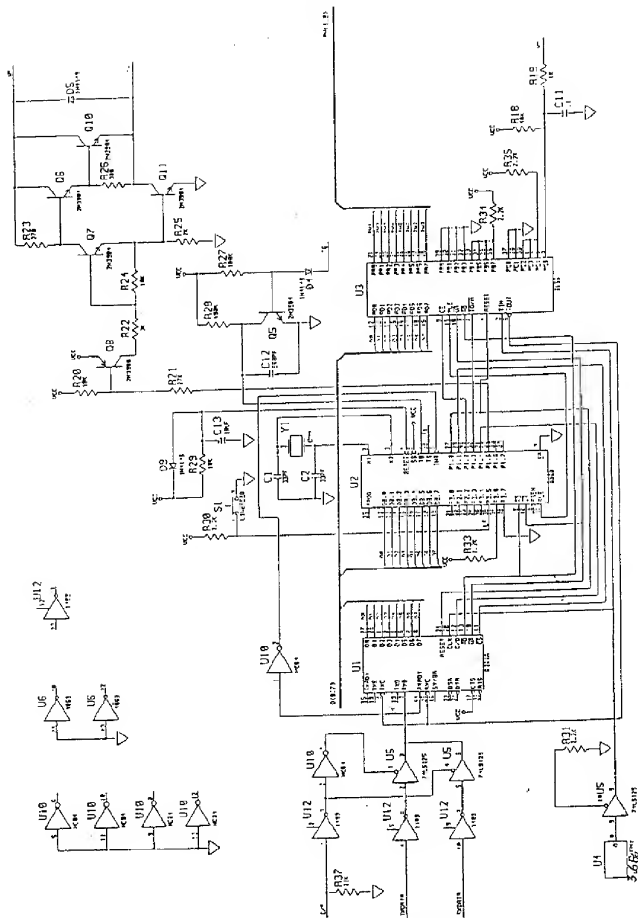
【图 3 9】



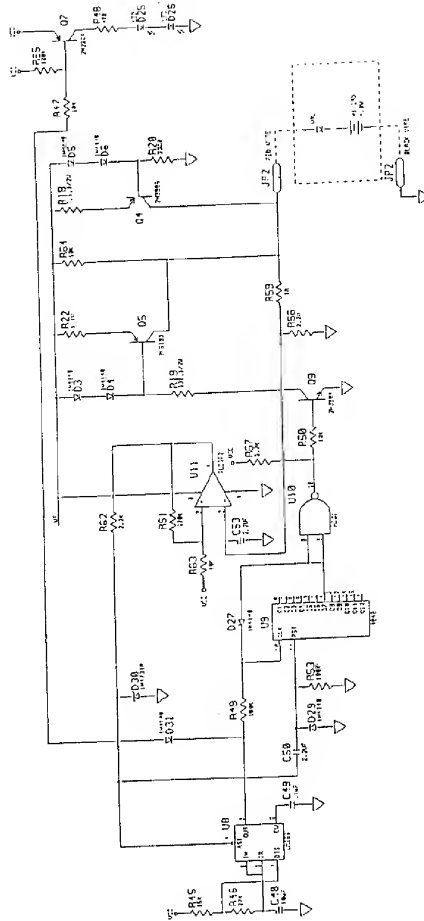
【图 40】



【図42】



【図44】

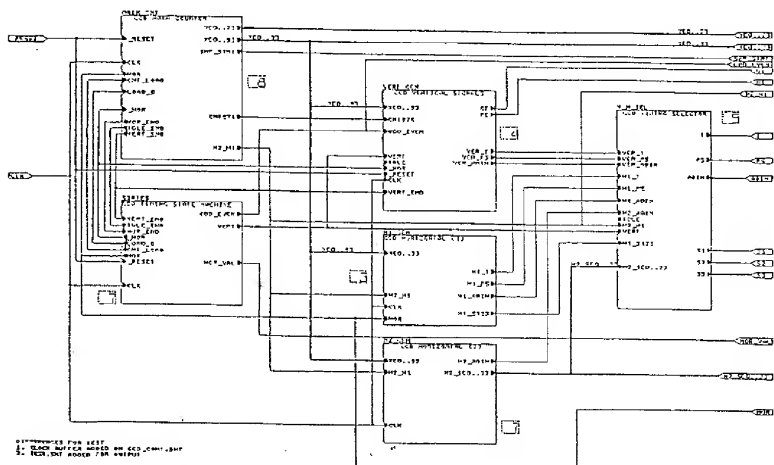


[illegible]

【図47】

EMERG	NO LTRN	SELECT KEY	FEEDER KEY	CLEAR KEY	NO LTRN EXT KEY	LEFT EXT KEY	ALIGN KEY
WILL	Nothing	Press and Release mode	Press and Release mode	Press and Release mode	Press and Release mode	Press and Release mode	Press and Release mode
	NOID	DISPLAY EXT + SELECT KEY	DISPLAY EXT + SELECT KEY	DISPLAY EXT + CLEAR KEY	DISPLAY EXT + SELECT KEY	DISPLAY EXT + LEFT EXT KEY	DISPLAY EXT + ALIGN KEY
DISPLAY	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing
	DISPLAY	DISPLAY	DISPLAY	DISPLAY	DISPLAY	DISPLAY	DISPLAY
TRACE/PAUSE	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing
	TRACE/PAUSE	TRACE/PAUSE	TRACE/PAUSE	TRACE/PAUSE	TRACE/PAUSE	TRACE/PAUSE	TRACE/PAUSE
ALARM	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing
	ALARM	ALARM	ALARM	ALARM	ALARM	ALARM	ALARM
MESSAGE	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing
	MESSAGE	MESSAGE	MESSAGE	MESSAGE	MESSAGE	MESSAGE	MESSAGE
SYSTEM	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing	Nothing
	SYSTEM	SYSTEM	SYSTEM	SYSTEM	SYSTEM	SYSTEM	SYSTEM

【図51】

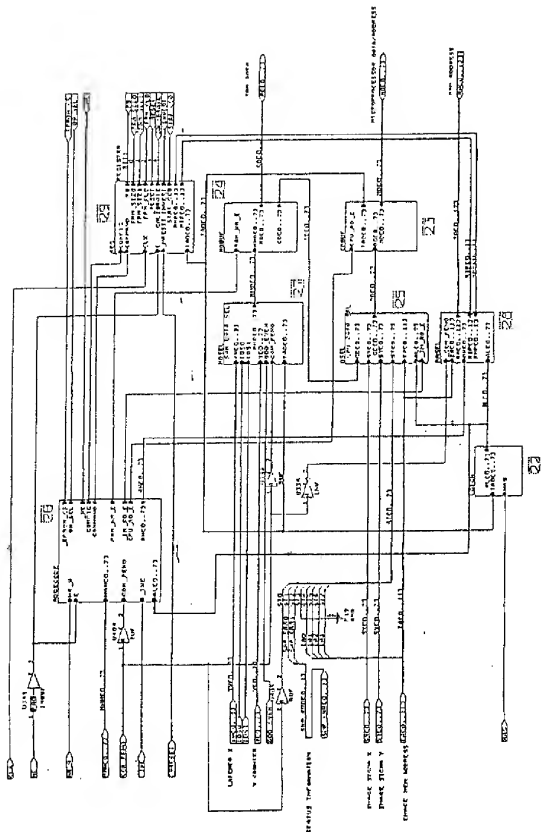


【図48】

MESSAGE KEY	PRIM KEY	NO FLAG	RESET FLAG	TRIGGER FLAG	PC MESSAGE	FIELD KEY TEMPORAL	TEMPORAL
Process of Message Mode DISPLAY TIME = MESSAGE KEY	Process of Message Mode DISPLAY TIME = PRIM KEY	Process of Message Mode DISPLAY TIME = RP FLAG	Process of Message Mode DISPLAY TIME = RESET FLAG	Process of Message Mode DISPLAY TIME = TRIGGER FLAG	Process of Message Mode DISPLAY TIME = PC MESSAGE	Process of Message Mode DISPLAY TIME = FIELD KEY TEMP	Process of Message Mode DISPLAY
Pre-thresholding THRESHOLD	Field Message DISPLAY	Defaulting DISPLAY	Defaulting DISPLAY	Defaulting DISPLAY	Command of PC DISPLAY	Field of Message DISPLAY	Process of Message Mode NO FLAG
Defaulting THRESHOLD	Defaulting THRESHOLD	Defaulting MESSAGE	Defaulting THRESHOLD	Defaulting DISPLAY	Command of PC DISPLAY	Field of Message DISPLAY	Defaulting THRESHOLD
Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Command of PC MESSAGE	Field of Message MESSAGE	Defaulting MESSAGE
Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE
Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE	Defaulting MESSAGE

[illegible]

【図50】



【手続補正書】

【提出日】平成5年11月2日

【手続補正1】

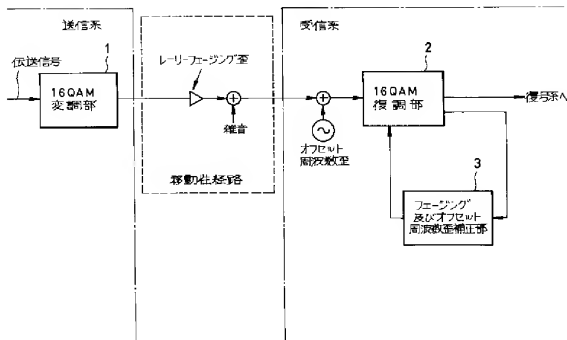
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】全図

【補正方法】変更

【補正内容】

【図 1】



【図 2】

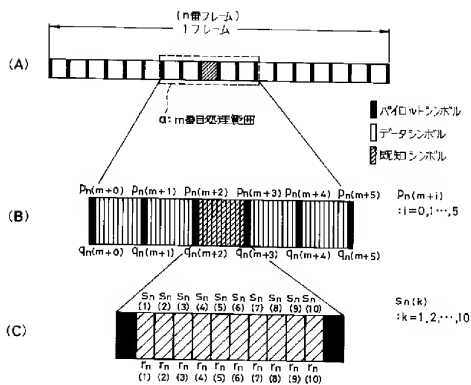


Figure 1 is a block diagram of a signal processing system. The system includes the following components and connections:

- Input:** 受信信号 (Received Signal) enters block 21.
- Block 21:** 直交複変換部 (Quadrature Multiplex Conversion Section).
- Block 22:** A/D変換部 (A/D Conversion Section).
- Block 23:** データサンプリング (Data Sampling).
- Block 24:** 乗算器 (Multiplier).
- Block 25:** フーリエ変換部 (Fourier Transform Section).
- Output:** 復号信号 (Decoded Signal) exits block 25.
- Block 31:** 逆補正用信号サンプリング (Inverse Correction Signal Sampling).
- Block 32:** 重畳測定部 (Multiplex Measurement Section).
- Block 33:** 適応性推定 (Adaptive Estimation).
- Block 34:** 補正係数生成部 (Correction Coefficient Generation Section).

The data flow is as follows:

- 受信信号 → 21 → 22 → 23 → 24 → 25 → 復号信号
- 23 → 31 → 32 → 33 → 34 → 24
- 23 → 24 (labeled $D_{n,m}(k)$)
- 33 → 24 (labeled $Y_{n,m}(k)$)
- 34 → 24 (labeled $Y_{n,m}(k)$ and $\frac{Y_{n,m}(k)}{|Y_{n,m}(k)|^2}$)
- 32 → 33 (labeled $X_{n(m+1)}$ and $d_n(k)$)
- 31 → 32 (labeled パイロト・トーン信号シンボル (Pilot Tone Signal Symbol))

【図5】

